



JAPANESE PATENT OFFICE

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number: 07046217

(43)Date of publication of application: 14.02.1995

(51)Int.Cl.

H04J 11/00  
H04L 27/38

(21)Application number: 05184251

(22)Date of filing: 26.07.1993

(71)Applicant:

SONY CORP

(72)Inventor:

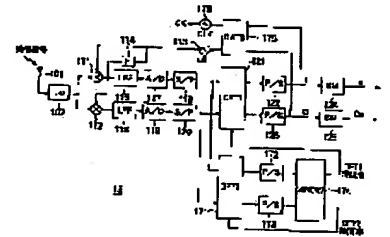
IKEDA YASUNARI

(54) DIGITAL DEMODULATOR

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To provide the digital modulator and demodulator for orthogonal frequency modulation in which an accurate phase of a DFT time window signal is obtained.

**CONSTITUTION:** A discrete Fourier transformation circuit 121 applies discrete Fourier transformation to a received orthogonal frequency multiplex signal to demodulate the signal. A discrete Fourier transformation circuit 171 is used to exclusively generate a time window signal and has the similar function to that of the discrete Fourier transformation circuit 121. A time window signal generating circuit 174 generates a time window signal DFT 1 to the discrete Fourier transformation circuit 121 and a time window signal DFT2 to the discrete Fourier transformation circuit 171 based on the transformation result of the discrete Fourier transformation circuit 171. The time window signal generating circuit 174 always obtains the optimum phase of the time window signal by changing the phase of the time window signal DFT1 to match the phase to that of the time window signal DFT2 when the phase of the time window signal DFT1 is deviated from the proper phase to keep the phase of the signal without giving an undesired phase change to the time window signal DFT1.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

交周波数多重方式 (OFDM) と呼ばれる変調方式が提案されている。

【0003】この直交周波数多重方式は、伝送帯域内に複数の直交する搬送波信号を発生させ、伝送帯域を分割し、それぞれの搬送波信号をディジタル信号により位相変調 (PSK) や直交変調 (QAM) する変調方式である。複数の搬送波信号により伝送帯域を分割するので、1つの搬送波信号当たりの帯域は狭くなるので、1つの搬送波信号当たりの変調速度は遅くなる。しかし伝送帯域が狭い場合、複数の搬送波信号をそれぞれ変調した結果得られる総合的な伝送速度は従来の変調と変わらない。この方式では多数の搬送波信号が並列に伝送されるので、シンボル当たりの速度は遅くなるため、いわゆるマルチパス効果の存在する伝送路では、シンボルの時間長に対する相対的なマルチパス効果の遅延時間を小さくすることが可能である。従って、この方式はマルチパス効果の影響を受けにくく、この特徴により地上波によるディジタル信号の伝送に対して特に注目されている。

【0004】ここで、直交多重周波数多重方式の信号処理には離散的フーリエ変換および離散的逆フーリエ変換を高速に行う必要がある。しかし、最近の半導体技術の進歩により、従来困難であったハードウェア処理による離散的フーリエ変換や離散的逆フーリエ変換を実行可能な半導体素子が供給されるようになってきており、従って、この素子を用いて簡単に直交周波数多重方式の変調を行う、あるいは、この変調方式により変調された信号を復調することができ、このような半導体技術の進歩もこの直交周波数多重方式が注目されている理由の一つである。

【0005】以下、一般的な直交周波数多重方式について説明する。直交周波数多重方式の特徴は、伝送チャネル (伝送帯域) を分割した所定の帯域幅ごとに直交する搬送波信号を発生し、変調後の信号がそれぞれの帯域幅に割り当てられ、データ速度のディジタル信号で各搬送波信号のそれぞれをディジタル信号で変調するのでなく、全ての搬送波信号の変調を離散的逆フーリエ変換 (IDFT) により一括して行う点にある。

【0006】以下、直交周波数多重方式の概要を説明する。直交周波数多重方式においては、複数の搬送波信号 (1-#n) についてそれぞれ伝送すべき情報の順に、0に対応する搬送波信号の波型を規定する。伝送すべき情報の順を示す搬送波信号 #1-#n を加算して合成することにより、直交周波数多重信号が得られる。つまり、このような搬送波信号 #1-#n が周波数軸上に順に並んでおり、これらの各搬送波信号の振幅及び位相を伝送すべき情報で規定すると、直交周波数多重信号の所定の時間長内の情報 (シンボル) の波型を伝送するべき情報 (ディジタル信号) で規定することができ、【0007】受信側でこの直交周波数多重信号を受信し、その各搬送波信号それぞれを復調して情報の

【特許請求の範囲】

【請求項1】所定の周波数成分の振幅を0として送出される直交周波数多重信号を受信して復調する装置であって、復調手段、および、時間変位発生手段とを有し、前記復調手段は、前記時間変位発生手段からの時間変位信号により規定される直交周波数多重信号の所定の部分を復調し、

前記時間変位発生手段は、該直交周波数多重信号の所定の部分を時間領域から周波数領域に変換し、該周波数領域への変換の結果得られる係数の内、前記所定の周波数成分に対応する係数に基づいて復調時間変位信号の位相を制御するディジタル復調装置。

【請求項2】前記時間変位発生手段は、フーリエ変換を行うことを特徴とする請求項1に記載のディジタル復調装置。

【請求項3】該時間変位発生手段は、該所定の周波数成分に対応する係数に基づいて該所定の周波数成分の強度を算出し、該強度が最小に、または、所定の範囲内になるように該時間変位信号の位相を変更し、該復調時間変位発生手段が変換を行う直交周波数多重信号の所定の部分を規定することを特徴とする請求項1または2に記載のディジタル復調装置。

【請求項4】前記時間変位発生手段は、該所定の周波数成分の強度を、該所定の周波数成分に対応する係数の絶対値の累加算値、または、2乗値の累加算値に基づいて算出することを特徴とする請求項3に記載のディジタル復調装置。

【請求項5】前記時間変位発生手段は、該所定の周波数成分の強度を算出する演算制御手段を有することを特徴とする請求項3または4に記載のディジタル復調装置。

【請求項6】所定の周波数成分の振幅が0である直交周波数多重信号を、

請求項1-5のいずれかに記載のディジタル復調装置により復調するディジタル通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の目的】

【従来の技術】ディジタル形式の信号を伝送する場合、単一周波数の搬送波信号をディジタル信号に基づいて位相変調および振幅変調する方法が一般的に用いられている。このような変調方式としては、位相のみを変化させる位相変調 (PSK) が、また、位相と振幅の両方を変化させる直交変調 (QAM) がよく用いられる。上述の各変調方式のように、従来の単一周波数の搬送波信号を伝送帯域におさまる程度の占有帯域幅を有するように変調していた。一方、最近では新たな変調方式として、直

(19) 日本特許庁 (J P) (12) 公開特許公報 (A) (11) 特許公開公開番号

特開平7-46217

(43) 公開日 平成7年(1995) 2月14日

(51) Int. Cl. <sup>4</sup>	識別記号	庁内整理番号	P I	技術表示箇所
H 04 J 11/00				
H 04 L 27/08				
		9287-5K	H 04 L 27/00	G

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 28 頁)

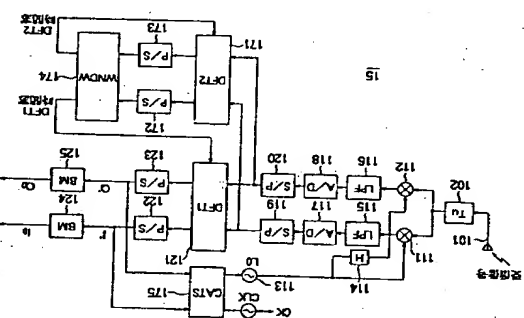
(21) 出願番号	特開平5-184251	(71) 出願人	00002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号
(22) 出願日	平成5年(1993) 7月28日	(72) 発明者	松田 康成 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内
		(73) 代理人	弁理士 佐藤 隆久

(54) 【発明の名称】 ディジタル復調装置

(57) 【要約】

【目的】 正確な DFT 時間変位信号の位相を得ることが可能な直交周波数多重信号のディジタル変換装置および復調装置を提供することを目的とする。

【構成】 離散的フーリエ変換回路 121 は、受信した直交周波数多重信号を離散的フーリエ変換して復調する。離散的フーリエ変換回路 171 は、時間変位発生手段に掛けられたものであり、離散的フーリエ変換回路 121 と同様の機能を有する。時間変位発生手段 174 は、離散的フーリエ変換回路 171 の変換結果に基づいて、離散的フーリエ変換回路 121 の変換結果に基づいて、離散的フーリエ変換回路 121 1-#n の時間変位信号 DFT 1、および、離散的フーリエ変換回路 171 1-#n の時間変位信号 DFT 2 を生成する。時間変位信号 DFT 1 の位相を変化させて時間変位発生手段 174 により、時間変位信号の位相の最適値を常に求め、時間変位信号 DFT 1 が規定する位相から外れた場合に時間変位信号 DFT 2 に合わせることにより、不要に時間変位信号 DFT 1 の位相を変化を与えることなく、位相の最適値を常に適正な値に保つ。



鎖に対応付けることにより、送信間から伝送されてきた情報量を各搬送波信号ごとに情報（デジタル信号）に復調することが可能である。直交周波数多重方式において、搬送波信号を2つの位相位置で規定した方式いわゆるBPSKで変調した情報の伝送を行う他、多くの位相および振幅を定義し、多値化して伝送することも可能である。この搬送波信号ごとの多値化した情報の伝送は、各搬送波信号の振幅が位相を規定することによってその搬送波信号を得るにより行われる。この波形を得るための処理動作はいわゆるフーリエ変換である。従って、直交周波数多重方式においては、離散的フーリエ変換回路を用いて直交周波数多重信号を得ることができ、逆に、このように離散的フーリエ変換により得られた直交周波数多重信号は、受信側で離散的フーリエ変換することにより復調可能である。

【0008】以下、図12を参照して、直交周波数多重方式により変調された信号を受信、復調する従来の直交周波数多重変調方式の構成および動作を説明する。

図12は、従来の直交周波数多重変調方式85の構成を示す図である。直交周波数多重変調方式85は、受信アンテナ8511は、チューナ(Tu)852、乗算回路853、854、周波数変換器855、90<sup>1</sup>、移相回路856、ローパスフィルタ857、858、A/D変換回路861、862、シリアル/パラレル変換回路859、860、格蔵のフーリエ変換回路(DFt)863、パラレル/シリアル変換回路864、865、パツアメモリモリ866、867、搬送波発生回路868、およびクロック再生回路(BT)869から構成される。

【0009】また、図12において、RF入力信号850は、直交周波数変調信号であり、1チャネル信号01およびQチャネル信号872は、直交周波数多重化復調装置850を収束した結果として得られるデュアル形式の信号である。このこと、RF入力信号850は、図13に示すような同期シンボルが信号中に挿入されている。図13は、直交周波数多重信号の信号フォーマットを示す図である。図13に示すように、同期シンボルは直交周波数多重信号の3/4に占める位置、例えば、このフォーマットに挿入される無符号のシンボルであり、このフォーマットのプレーム同期をとるため、あるいは、直交周波数多重信号の処理のために使用されるクロック信号の座標に使用される。この同期シンボルの挿入は、送信装置および受信装置の両方に必要である。図14は、送信装置および受信装置の両方に必要である。

を説明する。同期シンボルが挿入された RFF 信号入力 8550 は受信アンテナ 8551 で検出され、チューナ 8552 に入力される。チューナ 8552 では RFF 入力信号 8550 に対して、内蔵フィルタ 8553 により帯域幅が制限され、Q チャナル信号の同期シンボルに対応する部分を固定値とすることにより在来に行うことが可能である。

を周波数変換して中間周波数の信号とし、増幅して乗算回路 853、854 に入力する。乗算回路 853、854 は、それぞれ周波数変換器 855 の出力信号、および乗算回路 855 の出力信号が 90° 移相回路 856 により 90° 移相された信号が入力されておき、これらの信号とチューナ 857 の出力信号とを乗算し、チューナ 857 から出力される中間周波数帯の信号を基底帯域信号に変換する。これらの基底帯域信号は、ローパスフィルタ 857、858 により、それぞれ不要の高周波成分が除去され、A/D 変換回路 859、860 に入力される。

【0011】不要な高周波成分が除去された基波帯域成分は、それぞれA/D変換回路859、860によりデジタル形式の信号に変換され、さらにそれぞれシリアル/パラレル変換回路861、862により並列（パラレル）形式の信号に変換され、離散的フーリエ変換回路863に入力される。デジタル形式の信号は、離散的フーリエ変換回路863によってこの信号は、離散的フーリエ変換回路863によりクロック再生回路864から入力されるDFT時間窓信号に基づいて切り取られ、この切り取られた部分について離散的フーリエ変換（DFT）され、さらにパラレル/シリアル変換回路864、865により直列（シリアル）形式の信号に変換され、バッファメモリ866、867、および、クロック再生回路869に入力される。クロック再生回路869は、入力される信号に基づいて離散的フーリエ変換回路863等における処理のタイミングを規定するクロック信号CKを生成するとしても、クロック再生回路869へのDFT時間窓信号を生成する。

【0012】シリアル形式の信号に変換されたこれらの信号は、バッファメモリ866、867により、変調時に付加されたガードインタックパルス等の処理を受け、デジタル形式の1チャネル信号871およびチャネル信号872として出力される。局部発振器855は、パラレル/シリアル変換回路864、865によるDF変換後の信号に基づいて、搬送波生成回路868の、再生された正弦波信号を生成する。

【0013】ところで、受信側で受信した直交周波数多重信号を正しく復調するには、搬送波周波数およびシンクロクロックを正しく再生すること、DFT処理に使用される、受信側でDFT時間窓を正しく再生する必要がある。従って、受信側でDFT時間窓を正しく再生可能とするためには、送信側で直交周波数多重信号のフレームの先頭に無信号の同期信号シンボルを設け送信し、受信側ではこの同期信号シンボルを検出してPUSH回路の同期をとると、シンクロクロックを再生し、また、DFT時間窓の同期をとるための参照信号として使用していた。

【0014】以下、図13および図14を参照して従来技術の直交周波数多重信号のフレーム構成、および、クロッ

ク再生回路 869 の構成と動作を説明する。図 13 に示すように、直交周波数多重化符号のフレーム構成において、同期シンボルは第 1 シンボルに前置される。図 14 は、図 12 に示したクロック再生回路 869 の構成を示す図である。図 14 において、同期シンボル検出回路 880 は、直交周波数多重復調装置 85 のローパスフィルター 875、876 の出力信号から図 13 に示す同期シンボルを検出する。同期シンボル検出回路 880 は、2乗回帰回路 881、882、乗積比較回路 883、884、参照信号回路 885、AND 回路 886、および、パルス整形回路 887 から構成される。PLL 回路 890 は、同期シンボル検出回路 880 から出力される同期信号に基づいてクロック信号 (CK) および DFT 時間窓信号を生成する。PLL 回路 890 は、位相比較器 891、ローパスフィルター 892、電圧制御発振器回路 893、分周回路 894、および、N 分周回路 895 から構成される。

【0015】図1に示した直交周波数多重変調装置8は、5のローパスフィルタ857、858の出力信号は、それぞれ同期シンボル検出回路880の2乗回路881、882に入力される。2乗回路881、882においてローパスフィルタ857、859の出力信号の振幅電圧の2乗倍が算出され、振幅比較器883、884に人力される。振幅比較器883、884において、それぞれ2乗値は参照振幅885から出力される参照値と比較される。つまり、同期シンボルの期間ではローパスフィルタ857、858の出力信号は無符号(0V)となるので、振幅比較器883、884の両方から論理値1が出力される。振幅比較器883、884の出力信号はAND回路886で論理和がとられ、パルスキャンセル回路887に入力される。従って、同期シンボルが同期シンボル検出回路880に入力される場合にのみAND回路886の出力信号が論理値1となる。しかし、図1に示した第1シンボルから第(N-1)シンボルまでのデータ期間においてもAND回路886の出力値が略率的に論理値1となる場合があり得る。同様に論理値1となる場合がある以外でAND回路886の出力信号が略率的に論理値1となつて発生する場合は、同期シンボルの期間としてPし回路890に人力する。パルスキャンセル回路887は、例えばローパスフィルタと波形整形回路を組み合わせた回路等により構成される。

【0016】PLL回路890においては、同期シンボル検出回路880から入力される同期シンボル検出信号は、位相比較回路891に入力され、N分周回路895から出力される信号と位相が比較される。位相比較回路(φ)891から出力される検出信号はローパスフィルタ(LPF)892でフィルタリングされ、電圧制御部

線間路 (VCO) 8 9 3 を制御する。電圧制御変圧器回路 8 9 3 は、ローパスフィルタ 8 9 2 の出力信号電圧に對應する周波数 C K の周波数 8 9 4 を生成する。このクロック信号 C K は、クロック出力 C K を生成する。このクロック信号 C K は、M 分周回路 8 9 4 により 1 / M の周波数に分割され、D F T 時間窓信号として搬送のフーリエ変換回路 8 6 3 に入力され、さらに N 分周回路 8 9 5 により 1 / N の周波数に分割されて位相比較回路 8 9 1 に入力される。ここで N 分周回路 8 9 5 の分周比 N は、図 3 に示した直交変換数値多重化のフレーム内同期シンボルを含めたシンボル数 N を一致し、このフレーム構成が変更された場合にはそれに従って変更される。

【0017】  
 発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した従来の周波数多重信号を伝送路方式の形式で伝送した場合その伝送路において、例えばマルチパス妨害等あるいは大さな雑音等の外乱の影響を受けることがあり得る。このような外乱の生じる伝送路を受けることは、同期シンボルに隣接するシンボルの成分が混れ込んでくる、あるいは、雑音が同期シンボル期間に混入してしまいうために、受信側において、受信信号に含まれる同期シンボルを正確に検出することが困難であるという問題点がある。また、同期シンボルの期間には有効的な情報を伝送することができないために、極力少なくすることが望ましいという要請がある。しかし逆に、受信側の装置の動作タイミングを規定するP1もしくは時刻の安定性の観点からは同期シンボルの期間を少なくすることは、P1と回路の同期をとるための参照信号が少なくなることになり、好ましくなく、という問題がある。

【0018】本発明は上述した従来の技術の問題点に鑑み  
てなされたものであり、外信の多い伝送路を経た車内局  
波多重信号を受信して正確なDTF時刻信号の位置  
の同期を得ることができ、また、伝送動作の向上を提  
供することを目的とする。また、伝送動作の向上を提  
供するディジタル復調装置を提供することを別の目的と  
する。

[illegible]

行うことを特徴とする。また好適には、随時時間信号生成手段は、随所定の周波数成分に対応する振数に基づいて随所定の周波数成分の強度を算出し、該強度が最小に、または、所定の範囲内になるように随時時間信号の位相の変更し、随時時間信号生成手段が変換を行う直交周波数多重信号の所定の部分を規定することを特徴とする。また好適には、前記時間信号生成手段は、随所定の周波数成分の強度を、随所定の周波数成分に対応する振数の絶対値の累加算値、または、2乗値の累加算値に基づいて算出することを特徴とする。また好適には、前記時間信号生成手段は、随所定の周波数成分の強度を算出する演算制御手段を有することを特徴とする。本発明のデジタル通信システムは、上述のうちのいずれかのデジタル信号処理装置により制御する。

[0020]

【作用】送信側において、所定の周波数成分の振幅を0とした直交周波数多重信号を生成して伝送する。受信側では、この所定の周波数成分の振幅を0とした直交周波数多重信号を受信し、離散フーリエ変換して復調し、この復調結果の得られる振数の内の所定の周波数成分に、対応する振数に基づいて随所定の周波数成分の強度を算出し、この強度が所定の範囲内に収まるように離散フーリエ変換の時間信号の位相を制御する。上述のように制御することにより、直交周波数多重信号の同期シンボルを不変として伝送効率を向上させるとともに、好適な時間信号の位相を得ることにより、伝送路上で受け

$$f_n(t) = S_r(t - nT) \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \exp(n\omega_0 t + \phi_{nn} + \Delta\phi_{nn}) \quad \dots (1)$$

ただし、

$$S_r = \begin{cases} 1, & |t| \leq T/2 \text{ の場合} \\ 0, & |t| > T/2 \text{ の場合} \end{cases}$$

$$T' = T + T_0$$

$$\omega_0 = 2\pi/T$$

Tは、フーリエ変換の時間窓の幅であり、

T<sub>0</sub>は、ガードインターバル、

a<sub>nn</sub>は、第mシンボルの第n番目の搬送波信号の振幅、

φ<sub>nn</sub>は、第mシンボルの第n番目の搬送波信号の位相である。

[0024] 式1において、Δφ<sub>nn</sub>は、後述するガード

インターバルによるシンボルの位相回転を補正する項であり、次式で表される。

$$\phi_{nn} = 2\pi m n T_0 / T \quad \dots (2)$$

[0026] 式1、および、式2より、直交周波数多重

信号は次式で定式化される。

[0027] [数3]

る妨害の影響を排除する。  
[0021] さらに、直交周波数多重信号を復調するための第1の離散フーリエ変換手段の他に、随所定の周波数成分の強度を算出するために使用する第2の離散フーリエ変換手段を設け、第2の離散フーリエ変換手段により、直交周波数多重信号の復調に最適な位相の時間信号を生成して第1の離散フーリエ変換手段に供給することにより、直交周波数多重信号の復調を行うための離散フーリエ変換処理を常に最適な状態にすることが可能であり、復調結果に対する伝送路上の妨害の影響をさらに小さくする。

[0022]

【実施例】本発明の説明に先立ち、直交周波数多重(FDM)信号を数式を用いて説明する。直交周波数多重信号は、一般の64QAM等の多値変調が単一の搬送波信号を振幅変調および位相変調して所定の帯域内で情報伝送を行うのに対し、複数の搬送波信号をそれぞれ、単一の搬送波信号を使用して変調方式に比べて低い情報速度(ビットレート)で変調して所定の帯域内で情報伝送を行う変調方式である。直交周波数多重信号の搬送波信号数がNであって、各搬送波信号についてQAM変調した場合、直交周波数多重信号のm番目のシンボルf<sub>n</sub>(t)は、次式で表される。

[0023]

[数1]

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} f_m(t) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \exp(j(n\omega_0 t + \phi_{nn} + \Delta\phi_{nn})) \cdot S_r(t - mT') \quad \dots (3) \end{aligned}$$

[0028] 以下、直交周波数多重信号の電力スペクトラムを定式化する。式1で表された第m番目のシンボルの時間幅T'の第m番目のシンボルf<sub>m</sub>(t)のフーリエ積分は次式のように表される。

$$F_m(\omega) = \int_{-(m-1/2)T'}^{(m-1/2)T'} f_m(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$= T' \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \frac{\sin T' (n\omega_0 - \omega)/2}{T' (n\omega_0 - \omega)/2}$$

$$\cdot \exp(j(n\omega_0 - \omega) mT' + \phi_{nn} + \Delta\phi_{nn}) \quad \dots (4)$$

[0030] 式4より、この区間におけるエネルギー

ペクトラムは、次式で表される通りとなる。

$$|F_m(\omega)|^2 = F_m(\omega) F_m^*(\omega)$$

$$= T'^2 \left[ \sum_{n=0}^{N-1} a_{nn} \cdot \left\{ \frac{\sin T' (n\omega_0 - \omega)/2}{T' (n\omega_0 - \omega)/2} \right\}^2 \right]$$

$$+ \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{k \neq m \\ k \neq 0}} a_{nn} a_{kk} \frac{\sin T' (n\omega_0 - \omega)/2 \cdot \sin T' (k\omega_0 - \omega)/2}{T' (n\omega_0 - \omega)/2 \cdot T' (k\omega_0 - \omega)/2}$$

$$\cdot \exp(j(n-k)\omega_0 mT') \quad \dots (5)$$

[0032] 式5第2項において、

[0033]

$$\sum_n \sum_{k \neq m} a_{nn} \exp(j(n\omega_0 - \omega) mT') \cdot a_{kk} \exp(-j(k\omega_0 - \omega) mT') \quad \dots (6)$$

[0034] は、第m番目と第k番目の搬送波信号の位相の相関係数であり、情報に相関がないことを仮定すると、式6は0となる。従って、式3は次式のように変

形される。  
[0035] [数7]

$$|F(\omega)|^2 = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_m^* a_n \left[ \frac{\sin T(n\omega_0 - \omega)/2}{T(n\omega_0 - \omega)/2} \right]^2$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \frac{\sin \frac{T+T_n}{2} \left( \frac{2n\pi}{T} - \omega \right)}{\frac{T+T_n}{2} \left( \frac{2mn}{T} - \omega \right)} \right]^2 \quad \dots (7)$$

[0036] 受信側においては、受信した直交多重周波信号をフーリエ変換して復調を行う。この際、時間窓により直交周波多重信号を切り出してからフーリエ変換を行う。この時間窓のタイミングと復調出力との関係を図示する。以下説明の簡略化のために、上記各式

において $m=0$ である場合について説明する。従って、式1は次式のようになる。

[0037]

[数8]

$$f_0(t) = S_r(t) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(j(n\omega_0 t + \phi_n)) \quad \dots (8)$$

[0038] まず、ガードインターバルがない( $T=T'$ )場合を説明する。時間窓が $\tau_0$ だけずれた場合、

[0039]

[数9]

$$F_0(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} [f_0(t - \tau_0) + f_{-1}(t - \tau_0)] \cdot \exp(-j\omega t) dt \quad \dots (9)$$

[0040] ここで、式9の第2項は時間窓がずれたために復調のシンボルから漏れた周波成分である。

[0042]

[数10]

$$F_{01} = (1 - \tau_0/T) \exp(-j2\pi\tau_0/T)$$

$$\cdot [a_n \exp(j\phi_n) + \sum_{n=k}^{N-1} \frac{\sin(n-k)(1-\tau_0/T)\pi}{(n-k)(1-\tau_0/T)\pi} \exp j$$

$$(\phi_n - (n-k)\pi\tau_0/T) + \frac{\tau_0}{T - \tau_0} \sum_{n=0}^{N-1} a_{-1-n} \frac{\sin(n\omega_0 - \omega)\tau_0/2}{(n\omega_0 - \omega)\tau_0/2}$$

$$\cdot \exp j(\phi_{-1-n} - (n\omega_0 - \omega)(T + \tau_0)/2)] \quad \dots (10)$$

[0043] 式9の( )内の第1項は信号成分、第2項は他の搬送波成分からの漏れ成分、第3項は再接シンボルからの漏れ成分を表す。また係数は、全体の振幅および位相の変化を表す。

[0045]

[数11]

$$S_k/I_1 = 1 / \left\{ \sum_{n \neq k} \left\{ \frac{\sin(n-k)(1-\tau_0/T)\pi}{(n-k)(1-\tau_0/T)\pi} \right\}^2 + \left( \frac{\tau_0}{T - \tau_0} \right)^2 \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{\sin(n-k)\pi\tau_0/T}{(n-k)\pi\tau_0/T} \right\}^2 \right\} \quad \dots (11)$$

[0046] 以下、ガードインターバルがある場合を説明する。まず、時間窓のずれ $\tau_0$ が小さく、積分期間が同一シンボル内( $\tau_0 \leq T_0/2$ )である場合のフーリエ積分 $F_0$ を求めて次式を得る。

[0047]

[数12]

$$F_0(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} f_0(t - \tau_0) \exp(-j\omega t) dt$$

$$= T \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{\sin(n\omega_0 - \omega) T/2}{(n\omega_0 - \omega) T/2} \exp(j(\phi_n - n\omega_0 \tau_0)) \quad \dots (12)$$

[0048] 式12から、L点DFFTに対する係数 $F_{0n}$ を求めて次式を得る。

[0049]

[数13]

$$F_{0n} = a_n \exp(j(\phi_n - k\omega_0 \tau_0)) \quad \dots (13)$$

[0050] 式13には信号成分が存在しない。従って、式13より信号移相は搬送波成分によって回転していることがわかる。

[0051] 次に、時間窓のずれ $\tau_0$ が大きくなり、積分期間が隣接シンボルにかかる場合を説明する。この場合、ガードインターバルがない場合のモデルと同様となるので、フーリエ積分、DFT、および、電力電力対称電力比 $S_k/I_1$ はそれぞれ式9~式11と同一となる。

[0053]

[数14]

$$F_{\phi}''(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} f_{\phi}(t - \tau_0) \exp(-j\omega t) dt$$

$$= (T - \tau_0) \exp(-j\omega \tau_0/2)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} a_{0n} \frac{\sin(n\omega_0 - \omega)(T - \tau_0)/2}{(n\omega_0 - \omega)(T - \tau_0)/2} \exp(j(\phi_n - n\omega_0 \tau_0/2)) \quad \dots(14)$$

[0054] 式14は、式8の第1項のみとなる。この項は、時間窓のずれ $\tau_0$ が無信号期間の積分となるために0となり、ガードインターバルがない場合に生じる隣接シンボルからの信号成分の漏洩がなくなるためである。

[0056]  
[数15]

$$F_{0n}''(\omega) = (1 - \tau_0/T) \exp(-j2\pi k \tau_0/T) [a_{0n} \exp(j\phi_n k)$$

$$+ \sum_{n \neq k} a_{0n} \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}$$

$$\cdot \exp[j(\phi_{0n} - (n - k) \pi \tau_0/T)] \quad \dots(15)$$

[0057] 式15の〔〕内の第1項は信号成分であり、第2項は他の搬送波信号からの漏洩信号成分を表している。信号電力対妨害電力比 $S_k/I_k$ は、次式の通

$$S_k/I_k = 1/\sum_{n \neq k} \left[ \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \right]^2 \quad \dots(16)$$

[0059] 以下、マルチパス妨害等により発生するゴーストの影響を説明する。ゴースト $a_{\phi}(t)$ として、

[0060]  
[数17]

$$g_{\phi}(t) = a_{\phi} f_{\phi}(t - \tau_0) \exp(j\phi_{\phi}) \quad \dots(17)$$

[0061] 式17において、 $\exp(j\phi_{\phi})$ を仮定したのは、1軸およびQ軸の漏洩、すなわち直交ゴーストをも考慮したためである。また、主信号 $a_0$ は次式で

$$F_{0n} = a_{0n} \exp(j\phi_{0n}) \quad \dots(18)$$

[0063] ガードインターバルとして無信号を割り当てた場合、ゴースト成分のDFT係数 $G_{\phi}$ は式15を参照して次式で表される。

$$G_{0k} = a_0 (1 - \tau_0/T) \exp(j(\theta_0 - 2\pi k \tau_0/T)) \\ (a_{0n} \exp(j\phi_{0n}) + \sum_{n \neq k} a_{0n} \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \\ \exp(j(\phi_{0n} - (n - k) \pi \tau_0/T))) \quad \dots(19)$$

[0065] 従って、主信号にゴーストが加わった受信信号のDFT係数 $H_{0k}$ は次式で表される。

$$H_{0k} = F_{0k} + G_{0k}$$

$$= \{1 + 2a_0(1 - \tau_0/T) \cos(\theta_0 - 2\pi k \tau_0/T) \\ + a_0^2(1 - \tau_0/T)^2\}^{1/2} \exp(j\theta) a_{0k} \exp(j\phi_{0k}) \\ + a_0(1 - \tau_0/T) \exp(j(\theta_0 - \pi k \tau_0/T)) \\ \sum_{n \neq k} \frac{\sin(\theta_0 - 2\pi k \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \exp(j(\phi_{0n} - n\pi \tau_0/T)) \quad \dots(20)$$

[0067] 式20において、第1項は信号成分であり、第2項は他の搬送波信号からの漏洩信号成分である。従って、この場合の信号電力対妨害電力比 $S_k/I_k$ は次式の通りとなる。

$$S_k/I_k = \{1 + 2a_0(1 - \tau_0/T) \cos(\theta_0 - 2\pi k \tau_0/T) \\ + a_0^2(1 - \tau_0/T)^2\} / \\ (a_0^2(1 - \tau_0/T)^2 \sum_{n \neq k} \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi})^2 \quad \dots(21)$$

[0069] 式21より、信号電力対妨害電力比 $S_k/I_k$ は次式の通りとなる。

$$(S_k/I_k)_{\max} = \left( \frac{1 + a_0(1 - \tau_0/T)}{a_0(1 - \tau_0/T)} \right)^2 / \\ \sum_{n \neq k} \left( \frac{\sin(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi}{(n - k)(1 - \tau_0/T) \pi} \right)^2 \quad \dots(22)$$

[0071]  
[数23]

$$(S_k/I_k)_{n1} = \left( \frac{1 - \alpha_0(1 - \tau_0/T)}{\alpha_0(1 - \tau_0/T)} \right)^2 \cdot \frac{\sum_{m \neq k} \left( \frac{\sin(n-k)(1 - \tau_0/T)}{(n-k)(1 - \tau_0/T)} \right)^2 \pi}{\dots} \quad \dots(23)$$

【0072】式20～式23は、時間窓が主信号に一致していると仮定して計算したものであり、時間窓がずれている場合はさらに信号電力増強比 $S_k/I_k$ は変化する。

【0073】以下、本発明の第1の実施例を説明する。まず、図1を参照して直交周波数多重方式を説明する。図1は、直交周波数多重方式での各搬送信号による情報伝達を説明する図である。図1において、 $\#k$  ( $k$ は整数)に示す信号は、それぞれ時間区間(シンボル区間) $T_s$ において、周波数 $f_k/k$ の搬送波信号波形を示し、(a)、(b)はそれぞれ伝送すべき情報の例1、0の場合の搬送波信号波形を示す。

【0074】所定のある時間区間 $T$ を、シンボル時間とする。図1の $\#1 \sim \#n$ には、それぞれ時間 $T_s \sim nT_s$ の搬送波信号 $\#1 \sim \#n$ の集合が示してある。このような搬送波信号 $\#1 \sim \#n$ が順次に並んでいて、 $T$ の間の各搬送波信号の振幅及び位相を伝送すべき情報と規定すると、シンボルの波形を伝送すべき情報(デジタル信号)で規定することができる。例えば図1(a)に示す各搬送波信号波形と、(b)に示す搬送波信号波形を定義する。受信側で図1(a)に示す搬送波信号の振幅値1に対応付け、図1(b)に示す搬送波信号の振幅値0に対応付けると、各搬送波信号ごとに情報(デジタル信号)を伝送することができる。

【0075】図1に示した例においては、各搬送波信号を2つの位相状態で規定したいわゆるBPSK変調

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi kn/N) \quad \dots(24)$$

ただし、 $X(k)$ はIDFT回路への入力データ、

$x(n)$ はIDFT回路の出力データである。

【0078】この際、離散的逆フーリエ変換回路303は、予め直交周波数多重変調装置2との間で取り決められた所定の周波数成分に相当する離散的逆フーリエ変換(IDFT)係数が0になるようにIDFTを行う。

【0079】パラレル/シリアル変換回路(P/S)304、305は、離散的逆フーリエ変換回路303の出力信号(係数)をパラレル形式の信号に変換し、バッファメモリ306、307に入力する。バッファメモリ(BM)306、307は、パラレル/シリアル変換回

10、311の出力信号を乗算し、加算回路316に入力する。局部発振器314は、搬送波信号を生成して、乗算回路312および90°移相回路315に入力する。90°移相回路(H)315は、局部発振器316から入力される搬送波信号を90°移相し、乗算回路313に入力する。バンドパスフィルタ(BPF)317は、加算回路316の出力信号を所定の帯域幅に制限し、乗算回路318に入力する。RFPコンパクター318は、バンドパスフィルタ317の出力信号を送信回路に変換し、送信アンテナ319から送信信号として送出する。

【0080】以下、直交周波数多重変調装置3の動作を説明する。1チャネル信号およびQチャネル信号は、それぞれシリアル/パラレル変換回路301、302に入力される。なお、1チャネル信号およびQチャネル信号には、後述の離散的逆フーリエ変換(IDFT)処理に必要な時間窓信号の生成および同期のために使用される同期信号が付加されている。シリアル/パラレル変換回路301、302は、1チャネル信号およびQチャネル信号を802をシリアル/パラレル変換してこれらの並列データ生成し、離散的逆フーリエ変換回路303に入力する。離散的逆フーリエ変換回路303は、並列形式の1チャネル信号およびQチャネル信号を離散的逆フーリエ変換(IDFT)して時間区間の信号に変換する。ここで、離散的逆フーリエ変換回路305においては、上述した所定の周波数成分が0になるように計算が行われ、つまり、離散的逆フーリエ変換結果の内、所定の搬送波信号に対応する係数を固定値、例えば0として、処理の結果得られる直交周波数多重信号の搬送波信号の振幅値0とし、あるは、直交周波数多重信号の搬送波信号の振幅値0となるように1チャネル信号およびQチャネル信号を生成して直交周波数多重変調装置3に入力する。

【0081】離散的逆フーリエ変換回路303において得られた2つの非列形式の時間区間の信号はそれぞれ、パラレル/シリアル変換回路304、305で時間的により初期の信号に変換され、さらにバッファメモリ306、307に上述のガードインパルが付加され、D/A変換回路308、309に入力される。ガードインパルが付加されたこれらの信号は、D/A変換回路308、309によりアナログ形式の信号に変換され、ローパスフィルタ310、311に入力される。アナログ形式の信号に変換されたこれらの信号は、ローパスフィルタ310、311によりフィルタリングされて折り返し信号成分が除去され、乗算回路312、313に入力される。

【0082】折り返し信号成分が除去されたこれらの信号は、乗算回路312、313により、それぞれ局部発振器314から出力される搬送波信号、および、この搬送波信号が90°移相回路315により90°移相され

た搬送波信号と乗算される。乗算回路312、313により乗算されたそれぞれの搬送波信号は加算回路316により加算され、合成される。加算回路316により合成された信号は、バンドパスフィルタ317により所定の帯域幅に制限され、RFPコンパクター318に入力される。加算回路316により帯域制限された信号は、RFPコンパクター318により所定の周波数に周波数変換され、送信アンテナ319より送信信号として出力される。

【0083】以下本発明の第2の実施例を説明する。本発明のデジタル復調装置は、直交周波数多重信号として無符号送される、例えばデジタル映像信号を受信し、復調する装置である。図3は、本発明の直交周波数多重復調装置2の構成を示す図である。直交周波数多重復調装置2は、2種類の搬送波信号および2種類の周波数信号(1チャネル信号およびQチャネル信号)を用いた直交周波数多重方式の信号を復調する。直交周波数多重復調装置2において、受信アンテナ101は、例えば従来の技術として示した直交周波数多重変調装置80により直交周波数多重信号として電波信号として送信された受信信号を受信する。チューナ102は、受信アンテナ101により補足された受信信号を所定の中間周波数帯域に変換し、増幅して復調装置に入力する。復調回路109は、チューナ102から入力される受信信号から2種類の搬送波信号(信号1、と信号Q)を復調する。

【0084】図4は、図3に示した復調回路109の構成を示す図である。従来の技術として示した直交周波数多重復調装置85と復調回路109の異なる点は、クロック発生回路127においてクロック信号CKとDFT時間窓信号の両方を生成するのではなく、クロック発生回路127においてクロック信号CKのみを生成し、さらにDFT時間窓同期回路128を設け、DFT時間窓同期回路128においてDFT時間窓信号を生成するよう

に構成されていることである。

【0085】図4において、乗算回路111、112は、それぞれチューナ102から入力された中間周波数帯域の受信信号と、局部発振器(L0)113の出力信号、および、局部発振器113の出力信号を90°移相回路116により90°移相した信号とを乗算してローパスフィルタ(LFP)115、116に入力する。ローパスフィルタ115、116は、それぞれ乗算回路111、112の出力信号の内、所定の帯域成分を取り除き、アナログデジタル変換回路(A/D)117、118、および、クロック発生回路127に入力する。

【0086】アナログデジタル変換回路117、118は、それぞれローパスフィルタ115、116から入力されるアナログ形式の信号をデジタル形式の信号に変換する。シリアル/パラレル変換回路(S/P)119、120は、それぞれアナログ/デジタル変換

回路117、118から入力される並列(シリアル)形式のデジタル信号を並列(パラレル)形式の信号に変換してDFT回路121に入力する。DFT回路121は、シリアル/パラレル変換回路119、120から入力されるデジタル信号を時間領域から周波数領域に変換されるデジタル信号を時間領域から周波数領域に変換する。

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j(2\pi kn/N)) \quad \dots(25)$$

ただし、 $X(k)$  はDFT回路の出力データ、 $x(n)$  はDFT回路への入力データである。

[0088] パラレル/シリアル変換回路122、123は、DFT回路121から入力されたパラレル形式のデジタル信号をシリアル形式の信号に変換し、バッファメモリ(B/M)124、125、および、搬送波信号発生回路126に入力する。

[0089] バッファメモリ124、125は、パラレル/シリアル変換回路122、123から入力される信号についてガードインタナバルの除去等の処理を行い、信号1、および信号Q、として出力する。搬送波信号発生回路(CR)126は、例えばオスチナスループ回路等により構成され、パラレル/シリアル変換回路122、123の出力信号に基づいて周波数発生回路127、搬送波信号発生回路128の制御により所定の周波数の局域波信号を発生する。90°位相制御114は、局域波発生回路113の出力信号の位相を90°移相させ、位相制御部112に入力する。クロック再生回路127は、ローパスフィルタ115、116から入力される信号に基づいてクロック信号(CK)を生成する。DFT時間窓同期回路128は、パラレル/シリアル変換回路122、123から入力される信号に基づいてDFT時間窓信号を生成するとともに、DFT時間窓信号と受信信号に含まれる同期シンボルの同期をとり、DFT回路121に入力する。

[0090] 以下、DFT時間窓同期回路128の動作を図5を参照して説明する。図5は、図4に示したDFT時間窓同期回路128の構成を示す図である。なお、図5においては、各部分の処理に図4のクロック再生回路127で生成されたクロック信号CKが使用されるが、図5の簡略化のためにその接続を省略している。図5において、2乗回路1271、1272は、それぞれ入力された2乗値を加算して加算回路1274に入力する。加算回路1274は、加算回路1273の出力信号、および、レジスタ1275でDFT時間窓同期回路128の1動作周期分の遅延が与えられた加算回路127

サ1283、1285に入力するとともに、制御回路1286の制御に基づいてDFT時間窓信号、および、復調回路109の各部分の制御を行う制御信号(CNTR L)を生成して出力する。デコード1286から出力されるカウント値とは、デコード1285で生成される検出信号をす。

[0093] 以下、直交周波数多重復調回路2の動作を説明する。受信信号は受信アンテナ101で捕獲され、チューナ102に入力される。チューナ102では受信信号を周波数変換して中間周波数帯の信号として復調回路109の乗算回路111、112に入力する。乗算回路111、112は、それぞれ周波数発生回路113の出力信号、および、周波数発生回路113の出力信号が90°移相された信号により90°移相された出力信号とを乗算し、チューナ102から出力される中間周波数帯の信号を周波数変換して変換する。これらの周波数変換信号は周波数変換回路115、116により、それぞれ不要の高周波成分が除去され、A/D変換回路117、118に入力される。

[0094] 不要の高周波成分が除去された周波数変換信号は、それぞれA/D変換回路117、118によりデジタル形式の信号に変換され、さらにそれぞれシリアル/パラレル変換回路119、120により並列(パラレル)形式の信号に変換され、DFT回路121に入力される。デジタル形式の信号に変換されたこれらの信号は、DFT回路121においてクロック再生回路127から出力されるDFT時間窓信号に基づいて切り取られ、離散フーリエ変換(DFT)され、さらにパラレル/シリアル変換回路122、123によりシリアル形式の信号に変換され、バッファメモリ124、125に入力される。

[0095] シリアル形式の信号に変換されたこれらの信号は、バッファメモリ124、125により、変調時に付加されたガードインタナバルの除去等の処理を受け、デジタル形式の信号1、および信号Q、として補正回路140に入力される。周波数発生回路113は、パラレル/シリアル変換回路122、123によるDFT処理後の信号に基づいて、搬送波発生回路126の、例えばコスタスループによる制御を受けて搬送波信号を再生する。

[0096] 以下、DFT時間窓同期回路128の動作を説明する。DFT時間窓信号は、カウンタ1286の出力をデコード1285がデコードすることにより生成される。すなわち、シンボルの長さがクロック信号CKのMクロック分である場合、デコード1285において、デコード1286から入力されるカウント値がM-1になるとことを検出して検出信号を生成(アサート)する。この検出信号はマルチプレクサ1284を介して、信号CLEARとしてカウンタ1286に入力され、デ

コード1286を初期化(クリア)する。この動作により、デコード1285は0-M-1のM個のクロック信号CKをカウントする。デコード1286は、デコード1286から入力されるカウント値が所定の値となった際にDFT時間窓信号を生成(アサート)し、DFT回路121に入力する。

[0097] DFT時間窓同期回路128の同期引き込み動作について説明する。はじめに、カウンタ1286、デコード1285、および、マルチプレクサ1283、1284は、全ゼロとして(M+1)個、または、(M-1)個のクロック信号CKをカウントするように設定される。この設定により、DFT時間窓信号の位相はシンボルごとに前後に1クロックずつ順次シフトする。DFT時間窓信号の位相をシフトしながら送信側で振幅が0になるように設定した周波数成分(所定の周波数成分)を抽出し、所定の周波数成分の2乗の総和または絶対値の抽出が最小になる位相を求めることによりDFT時間窓信号の同期を確定する。DFT回路121においてDFTされ、パラレル/シリアル変換回路122、123においてシリアル形式の信号に変換された1チャンネル信号およびQチャンネル信号は、それぞれ2乗回路1271、1272において2乗され、さらに加算回路1273での加算結果は、DFT回路121から出力される各係数成分の総和エネルギーの内、所定の周波数成分についてのエネルギーをシンボルごとに計算する。つまり、レジスタ1275は、デコード1285からの制御信号CNTRLによりDFT時間窓信号がアサートされる直前にクリアされ、DFT回路121の係数の内、送信側で所定の周波数成分に対応する係数成分を加算回路1274で累加する。これらの制御はデコード1285からの制御信号CNTRLにより行われる。一

つのシンボルについて計算された累加値は、レジスタ1276に格納される。減算回路1277は、搬送波信号でレジスタ1276に格納されている前のシンボルについての累加値と新たな累加値との差を計算する。減算回路1277の減算結果が正である場合、本来0であるべき最新のシンボルの所定の周波数成分の振幅が0でなく、しかも一つ前のシンボルの所定の周波数成分の振幅よりも大きくなっていることを意味する。従って、DFT時間窓信号の位相をシフトした方向が逆であったことを意味するので、DFT時間窓信号の位相を反対方向にシフトするようにT型フリップフロップ1278を制御して状態を逆転させる。

[0099] T型フリップフロップ1278はマルチプレクサ1283を制御しており、デコード1285からの出力デコード値(M-2)とMを切り替えている。すなわち、最初デコード1285のカウント値(M-2)を選択していた場合において、マルチプレクサ1283



は、マルチプレクサ1284を介してカウンタ1286をクロック信号CK (M-1) クロックごとにクリップする。従って、DFM時間窓信号の位相は1シンボルごとに1クロック位相が進む。ここで、T型フリップフロップ1283は、プロパ109の状態が逆転するとマルチプレクサ1283は、デコード1285のデコード値を選択し、さらにマルチプレクサ1284を介してカウンタ1286を (M+1) クロックごとにクリップする動作をする。従って、DFM時間窓信号の位相は1シンボルごとに1クロックずつ遅らせるようになる。

【0100】すなわち、上述の回路動作により、DFT時間窓信号の位相が図8を参照して後述するΣDの底の部分を行ったり来たりしている状態になる。これは、DFT時間窓位相がΣDの底の部分になるようにする制御に相対し、DFT時間窓位相は常に底の部分に移り、動しており、安定してしまふことはない。このように、DFT時間窓信号の位相が動いていると安定した復調を行うことができない。従って、DFT時間窓信号の位相がΣDの底のどこかに安定し止まっておく必要がある。そこで、比較例1279、1280およびAND回路2281からなる回路でこの状態を検出し、マルチプレクサ1284がデコーダ285のカウント値(M-1)の値を選択するように設定し、カウンタ1286のカウント値をMに設定し、DFT時間窓信号の位相のシフトを停止する。

【0101】図8における底の部分では、Dは十分小さいので、比較回路1279で加算回路1274から出力される累積時エネルギーE<sub>1</sub>の値を参照回路REF1と比較することによって、累積エネルギーE<sub>1</sub>が基準電圧E<sub>1</sub>となる。ここで、累積エネルギーE<sub>1</sub>が基準電圧E<sub>1</sub>となるより小さい場合、比較回路1279が誤判値1を出力する。また、Dの底の部分ではDFT時間窓信号の位置が1クロック程度ずれてもDの変化はごく小さいので、減算回路1277の出力信号を比較回路1280で比較する。すなわち、比較回路1280は、減算回路1277の出力信号の値が誤判値-E<sub>1</sub>と-E<sub>1</sub>参照回路REF2の範囲内にある場合に誤判値1を出し、この比較回路1279、1280の比較結果をAND回路1281で論理値をとって、マルチプレクサ1284を制御する。以上、DFT時間窓同期位置1288のDFT時間窓同期位置にのみ読み込み動作は完了する。

【0102】この実施例ではカウンタを(M-1)減  
は(M+1)に設定することで1シンボルで1クロック  
ずつのDFT時間窓のシフトを行っているが、カウンタ  
のカウント値をさらに変更できるように構成し、減算回  
路1277の出力値に基づいてシフト量を必要により上  
げ、また、引き込み動作の定式は実施例では比較例も  
277、1280の出力をアンドゲート回路116で単  
純に論理積算して判断しているが、マイクログリコンビユー  
タを用いてもっと複雑な論理で引き込み制御を行っても  
よい。

【0103】図6は、上述したDFT時間窓同期回路1-28の処理をステップフローチャートである。図6において、ステップ61（S61）において、DFT時間窓同期回路1-28はそのシンボルにわたる隣接エネルギーを算出する。ステップ62（S62）において、DFT時間窓同期回路1-28は、算出したエネルギーを用いて、DFT時間窓同期回路1-28が、無符号成分のエネルギーを計算して所定の周波数成分（無符号成分）のエネルギーとする。ステップ63（S63）において、DFT時間窓同期回路1-28は、算出された無符号成分のエネルギーをレジスタに記憶する。ステップ64（S64）において、DFT時間窓同期回路1-28は、その時点での無符号成分と、その前のシンボルの無符号成分とを比較し、その時点での無符号成分のエネルギーが増加している場合S65の処理に進み、減少している場合は、S66の処理に進む。その時点で無符号成分の増減が所定の範囲内であれば、S61の処理に進む。ステップ65（S65）において、DFT時間窓同期回路1-28は、DFT時間窓同期回路1-28が、無符号成分のエネルギーを増加している場合S65の処理に進み、減少している場合は、S66の処理に進む。その時点で無符号成分の増減が所定の範囲内であれば、S61の処理に進む。ステップ66（S66）において、DFT時間窓同期回路1-28は、DFT時間窓同期回路1-28が、無符号成分のエネルギーを増加している場合S65の処理に進み、減少している場合は、S66の処理に進む。その時点で無符号成分の増減が所定の範囲内であれば、S61の処理に進む。

【0104】以下、上述したDFP時間窓信号の引き込みに動作の原理を説明する。送信側で直交周波数多重信号の所定の周波数成分の表相が0になるように構成的逆フーリエ変換して変調波を生成し、生成された変調波を周波数多重信号を受信側で構成的フーリエ変換して復調する。この場合、DFP時間窓信号の間隔が確立していれば所定の周波数成分の構成的フーリエ変換係数は0となる。一方、DFP時間窓の間隔が確立しない場合には、所定の周波数成分の構成的フーリエ変換係数は0とはならない。そこで構成的フーリエ変換器出力のうち、この送信側で設定した特定周波数を変換し、その絶対値相対値は2乗根を最小となるように制御することによって窓の同期を確立することができ、

【0105】上述の同期確立の原理を図7および図8を参照して説明する。図7は、受信信号のフレーム構成の一部を示す図であって、(A)はDFT時間窓信号が同一シンボル内に収まっている場合を示し、(B)はDFT時間窓信号が2つのシンボルにまたがる場合を示す。図8は、送信側で振幅が0になるように設定した周波数成分のDFT出力の絶対値を示し、2乗根を $\Sigma D$ とし、DFT時間窓の位置調整率を $\alpha$ としてそれらの四乗根を示すグラフである。図7に示すような直交変調数多重送信を考えると、図7に示すような直交変調逆フーリエ変換の時間窓を $T$ 、ガードインターバルを $T_g$ 、シンボルの時間窓を $T_s$ とする。受信側でのDFT時間窓がひとつのシンボル内にある場合は、所定の周波数成分のDFT $T$ 値の数は0となるが、このDFT時間窓が周波数成分のシンボルにまたがる図8に示すように、移動距離 $\Delta$ が0にならない。すなわち図8に示すように、移動距離 $\Delta$ が0にならない。

0でなくとも、その前後ある程度の範囲に $\Delta$ の値が入っていればDF出力の絶対値はまた2乗相とDが0になる。これは、 $\gamma$ DF出力の効果のためである。図8においては、DF出力の絶対値はまた2乗相とDはある範囲で0となるが、実際の伝送系においては、伝送途中で雑音やマルチパス等の各種の妨害が加えられる。従って、必ずしもDは0になるとは限らない。しかしながらDF出力の絶対値または2乗相とDは最小になるはずである。よって、このDF出力の絶対値または2乗相とDを最小にするようにDFで時間窓信号の位相を制御することによって、DFで時間窓信号の位相の間隔を確立することができる。

【10106】以下、本発明の第3の実施例を説明する。

第2の実施例に示した短周期109においては、上述した時間窓信号生成回路127の8の同期傾立動作により、DFT時間窓信号の位置は図8に示したDFTの底の部分128は、図8に示したDFTの底を探索するように動く。従って、一意に決まるよう、連続した脈を有するのでDFT時間窓信号の位置はこのようにならざることをいう。従って、DFT時間窓の位置は常に止まり続けるわけではなく、図8のDFTの底の部分を行ったり来たりする状態であるので、DFTの変換係数として得られる復調出力信号 $I_1$ 、信号 $Q_0$ も位置が安定しないことになる。

【0107】そこで、図5に示した第2の実施例における本発明の復調回路109の時間窓信号生成回路128においては、比較回路1279、1280、および、AND回路1281からなる順路によりDFT時間窓の位相がDの底にある状態を検出し、マルチプレクサ1284をデコーザ1285のカウント値(M-1)を選択するようにしてカウンタ1286を初期化(クリア)することによりカウンタ値Nに設定してDFT時間窓信号の位相シフトを停止するようにしていた。第1の実施例に比べ、復調回路109においては、DFT時間窓の位相ずれの監視、および、直交変換数多項係数の復調を同一の離散フーリエ変換回路121で行う。従って、アルゴリズムの性格上、送信側で振動を0に設定した搬送波信号の強度がDFT時間窓信号の位相に対して最小であるが否かを確認するために、DFT時間窓信号の位相を変化させてみる必要がある。このように、DFT時間窓信号の位相を段階化のために変化させると、復調出力信号Y<sub>1</sub>および信号Q<sub>1</sub>の搬送波信号の位相も変化することになり、復調が困難になる。

【0108】このような不具合を回避するために、時間窓の受信発生範囲128においては、一度DFET時間窓の位相が確定した場合、その位相を保持し続ける。従って、伝送路の状態が変化した場合、その変化に対してDFET時間窓の位相の追従が難しく、必ずしも最適なFET時間窓を適用することができない。

DFT時間窓信号の位相を得ることができないという不具合がある。この不具合を避けるために、比較回路1279、1280、および、AND回路1281からなる回路を設けているが、この回路を設けても伝送路の状態変化に必ずしも追従できるとは限らない。

【10109】第3の実施例における直交周波数多重変調装置15は、上述した第2の実施例における復調回路109の不具合を解消し、常にDFT時間窓信号の位相を正確に検出する復調機能を得るためのデジタル復調装置である。例は第1の実施例に示した直交周波数多重変調装置3により、あるいは、直交周波数多重変調装置に入力する信号 $x(t)$ および直交周波数多重変調装置に出力する信号 $y(t)$ が復調信号 $Q$ と直交周波数多重変調信号の周波数成分が振動 $\omega$ となるようにすることにより生成された直交周波数多重変調信号を復調して復調し、この所定の周波数成分の強度 $\omega$ を抽出する。この強度は図7に示したように、受信側のDFT時間窓信号の位相が正確に合っている場合、強度は0になる。しかし、DFT時間窓信号の位相が合っていない場合、所定の周波数成分（搬送波信号）の強度は0ではない。

【0110】そこで、直交周波数多重化装置15においては、直交周波数多重信号を受信して第1の解調のフーリエ変換回路で復調するとともに、第2の復調のフーリエ変換回路を用いて復調を行い、振幅が0となるように調整された特定周波数帯域信号を監視する。つまり、特定周波数帯域信号に対応する変換係数の絶対値の累加値、あるいは、2乗値の累加算数（絶対）が最小となるDFT時系列信号の位相を章に探索し、マクロコンピュータを用いてこの探索結果を分析評価してDFT時間窓信号の位相を決定し、第1の解調のフーリエ変換回路の時間窓を制御する。

【0111】 従って、第2の複数のフリーエ変換回路で、常にDFT時間窓信号の位相を変化させて図8に示した強度とDを監視し、マイクロコンピュータを用いて同期状態を分析評価すると共に、この分析評価結果に基づいて第1の複数のフリーエ変換回路の時間窓信号の位相を制御する。この時間窓信号の位相の制御により、時間窓信号の位相が正確として（同期して）いる場合にはDFT時間窓信号の位相を動かさない。従って、常に第1の複数のフリーエ変換回路の時間窓の位相を位相に保つことができ、かつ、復調出力の位相を正確に変化させることもないで、安定した直交変換多重信号の復調を行うことができる。

【0112】以下、図9を参照して本発明の直交周波数多重復調表15の構成を説明する。図9は、第2の実施例に示す直交周波数多重復調表15の構成を示す図である。直交周波数多重復調表15は、第2の実施例に示した直交周波数多重復調表2と類似の構成になっており、直交周波数多重復調表15および直交周波数多重復調表2において同一符号を付した部分は相互に

同じである。直交周波数多重化回路表2と直交周波数多重化回路表15の異なる点は、直交周波数多重化回路表15が離散のフーリエ変換回路171、パラレル／シリアル変換回路172、173、クロック／搬送波信号発生回路175、および、クロック発生回路176を有する点である。離散のフーリエ変換回路171は、直交周波数多重化回路表2の離散のフーリエ変換回路121と同等の機能および動作の建設的フーリエ変換回路である。パラレル／シリアル変換回路172、173は、離散のフーリエ変換回路171の変換結果をシリアル形式の信号に変換する。時間信号発生回路(WNDW)174は、離散のフーリエ変換回路121に対する時間窓信号DFT1および離散のフーリエ変換回路171に対する時間窓信号DFTを生成してそれに入れず、パラレル／シリアル変換回路175を生成してそれに入れず、パラレル／シリアル変換回路122、123の出力信号について、コストス演算を行い、局部変数器113およびクロック発生回路176を制御して搬送波信号およびクロック信号を再生させる。クロック発生回路176は、第2の度、実施例においてはクロック再生回路127に含まれる電圧制御振動回路であって、クロック信号CKを生成する。175の制御によりクロック信号CKを生成する。

【0113】以下、時間窓信号生成回路174の構成を説明する。図10は、図9に示した時間窓信号生成回路174の構成を示す図である。なお、時間窓信号生成回路174の各部の動作については、クロック信号CLKが使用されるが、クロック174Cの接続は図示の簡略化のため省略してある。図10において、2乗回路1741、1742は、それぞれパラレル/シリアル変換回路2-2、123から入力される信号I'および信号Q'の値を2乗して、加算回路1743に入力する。加算回路1743は、2乗回路1741、1742から入力される1乗乗算結果を加算する。加算回路1744は、加算回路1743の加算結果とレジスタ1745にラッチされた現時点よりも前の累加乗算値とを加算してレジスタ1745、レジスタ1746、および、減算回路1747に入力する。つまり、加算回路1744の出力信号の値は、その時点までの特定透過波信号に対応する離散的フーリエ変換係数の2乗の累加乗算値となる。レジスタ1745は、それぞれ入力される信号の値を時間窓信号生成回路174の1動作期間の間記憶する。レジスタ1746は、加算回路1744で計算された2乗の累加乗算結果を、次のシグマカウンタについての処理終了で減算結果を、減算回路1747は、加算回路1744の加算結果からレジスタ1746に記憶された現時点よりも前の2乗の累加乗算値を減算し、減算結果をマイクロプロセッサ1748に入力する。減算回路1747の出力信号は、図10の時点での2乗の累加乗算値の変化量を表す。

【0114】マイクロプロセッサ1748は、減算回路1747から入力される変化量に基づいて前記の処理を

行う。ここで、図中に示す信号OUT1および信号OUT2は、マイクロプロセッサ1748の出力信号である。カウンタ1749、1753は、信号CSLを介してのマイクロプロセッサ1748の制御によりカウントする。デコーダ1750、1754は、それぞれカウンタ1749、1753の計数値をデコードして時間間信号DF2、DFT1を生成し、離散フーリエ変換回路171および離散フーリエ変換回路172に入力する。マルチプレクサ1751は、2入力2出力のセレクトと動作し、信号CSLを介してのマイクロプロセッサ1748の制御により、デコーダ1750の2つの出力信号a、bの内の一つを選択して出力する。マルチプレクサ1752は、2入力1出力のセレクトと動作し、信号OUT2の制御に従ってデコーダ1754の2つの出力信号c、dの内の一つを選択して出力する。

【10115】以下、時間変信号生成回路174の動作を説明する。パラレルシリアル変換回路172、173から入力された、シリアル形式の離散時間フーリエ変換回路171の特定数値データに対応する変換結果は、2乗回路1741、1742により2乗倍が算出され、さらに加算回路1744およびレジスタ1745により2乗和の累加算が算出される。ただし、レジスタ1745は、直交周波数多重信号のシンボルの開始時点で初期化(クリア)される。従って、この2乗和の累加算はシンボル単位の時定数周波数の強度を示す、この2乗和の1746に記憶され、さらに減算回路1747により、該シンボルにおける2乗和の累加算値の変化が計算される。

【0116】ところで前述のように、特定搬送波出力の強度とDFT時間窓信号の位相ずれは図8に示したようなグラフとなる。DFT時間窓信号の位相が、図8に示す路171のDFT処理は、2つのシンボルにまたがらずに行うわれていることを示している。ところが、時間窓信号の位相が図9に示したときDの底にある場合には、DFT時間窓信号の位相は進んでいるのが起きているのか、遅れているのか、レジスタ1746に記憶された1つ前のシンボルの2乗前の累加算値と該シンボルの2乗前の累加算値を比較することにより、DFT時間窓信号の位相が適正な位相から離れようとしているのか、適正な位相に近づいているのかを判断する。つまり、減算回路1747の減算結果が正である場合には、DFT時間窓信号の位相が適正な位相から離れようとしていると判定し、減算回路1747の減算結果が負である場合には、減算回路1747の減算結果が適正な位相に近づいていると判定する。従って、適正な位相から離れようとしている場合には、前のシンボルにおける位相オフセットの方向と逆の方向にDFT時間窓信号の位相を移動させる。逆の場合には前のシンボルにおける位相オフセットの方

向に DFT 時間窓信号の位相を移動させる。

【0117】しかし、上述のような位相シフトの方向の  
変更を単純に繰り返すと、DFT時間信号の位相は図  
8におけるDの座席の間を行ったり来たりするハ  
ンチング状態になる。この状態で2乗根の乗加算器D  
の戻の部分を確認でき、この戻の部分でDFT時間信号  
の戻の位相を適当に修正することによって、2つのシンボ  
ルにまたがることなDFT時間信号の位相の同期を  
とることができる。

【0118】しかし、実施の系では雑音やマルチパスなどの妨害が存在し、図8に示したように累積値ΣDの値は0にはならないと推定される。またこれらの妨害は即時帰路時では無視できるものと考えられるので、図8に示したΣDの底の部分を簡単に特定できない。そこで、マルチプロセッサ1748の処理により減算回路1747から入力される2乗値の累加算値の変化量を評価してDFET時間窓閉りの位置の制御を行う。すなわちマルチプロセッサ1748は、入力される減算回路1747の減算結果に基づいて処理が行われ、マルチプレックス1751、1752を制御する信号OUT1、OUT2が生成されて出力される。

【0111】制御信号OUT1は、カウンタ1749、デコーサ1750、および、マルチプレクサ1751から構成される複合的フーリエ変換回路171に対するDFT時変換信号DFT2を生成するDFT2生成回路17を制御する。同様に、制御信号OUT2は、カウンタ1753、デコーサ1754、および、マルチプレクサ1755から構成される複合的フーリエ変換回路121に対するDFT時変換信号DFT1を生成するDFT1生成回路を制御する。

【0120】DFT 2 生成回路において、カウンタ 17 4 9 は、シンボルがクロック信号 CK 周期の長さ  $(M+1)$  周期、を有する場合には、(M-1) 周期分計数するようには設定される。従って、DFT 時間窓信号 DFT 2 は、シンボルごとにクロック信号 CK の周期の分位相が進み、ある場合には、進めるように位相シフトする。離散化フーリエ変換回路 17 1 は、時間窓信号 DFT 2 に基づいてハズレ信号 / シリアル変換回路 1 2 2、1 2 3 から入力される信号を切り取って処理を行うので、時間窓信号が常に特定位置と変位信号とに対応する変換係数の強度が微小となる位相に合わせられる。

【0121】このようにDFT 2の時間窓信号の位相は、乗算算値とDのシンボル毎の変化分を調整することにより、常に乗加算値とDが最小になるようにその同期位置でドリフトしている。しかしこのDFT 2に対する乗加算値がマイクログリッドセッサ1748には図8における乗加算値とDの底の部分が分るから、この間にDFT 2の時間窓信号の位相が分る」と判断したときには、信号DOUT 2を用いてマルチプレクサ113をマルチプレク

サ 1 1 0 の出力を選択するようにそのシンボルについてのみ制御する。初期段階において、マイクログリップセツサ 1 7 4 8 は、番号 O U T 2 を用いてマルチプレクサ 1 7 5 1 の出力番号をマルチプレクサ 1 7 5 2 が選択するよに設定する。次のシンボルからは、マイクログリップセツサ 1 7 4 8 は、デコーダ 1 7 5 4 の出力信号を選択するように設定する。

【0122】ここで、DFT1生成回路は、カウンタ1753の計数値が(M-1)になると、デコーダ1754が信号cを生成化(アサート)してカウンタ1753をマルチプレクサ1755を介してカウンタ1753をリセットするように構成されており、余剰でM進カウンタを構成している。つまり、一度マルチプレクサ1751から1753の信号によりカウンタ1753がクリアされた後は、常にデコーダ1754からの信号でカウンタ1753はリセットされるので、DFT1の時間窓信号の位相は固定されることになる。この時間窓信号の位相はDFT2の時間窓信号の位相を常に変化させて、累加狭帯Dの幅化をマルチプレクサ1748が11のクロック・サートに示す制御手順に基いて後述の時間窓信号DFT1の位相が適正な位置に定まらずにずれていると判断した時にのみ、制御信号OUT2を介してマルチプレクサ1751からの出力を選択するように制御する。マルチプレクサ1751の出力信号は、上述のように時間窓信号の位相を適正な位置にシフトするようになっているので、該信号を適正な位置のように生成されていくことで、該信号点となる。

【0123】以上述べたように、マイクロプロセッサ171は、時間窓信号の位置の状態を常に離散化のフーリエ変換実験回路171を用いて監視する一方、この監視と、時間窓位置時間窓回路171の位置は固定されており、離散化のフーリエ変換回路171は、時間窓信号DFt1を用いて変位変換波多重信号の復調を行う。従って、時間窓信号の位置状態の監視のために、離散化のフーリエ変換回路171への時間窓信号DFt1の位置を通常変化させることなく安定した復調を行うことができ、また復調出力の基礎周波数及び位相の補正も安定して行うことができる。またDFt時間窓信号の位置状態の監視を離散化のフーリエ変換回路171を用いて行っているの、仮に位置状態が変化したときにDFt時間窓信号の位置を、迅速に状態の変更を演出する必要がある。また、対応可能である。

【0124】以下、上述したマイクロプロセッサ174におけるDFF時間窓信号の位相状態の監視処理を説明する。図11は、マイクロプロセッサ1748におけるDFF時間窓信号の位相状態の監視処理を示すフローチャートである。図11において、ステップ1(S1)からステップ1748において、ステップ1(S1)において、マイクロプロセッサ1748は、初期設定としてアラザフをクリア(0)し、またレジスタ1においてアラザフをクリア(0)し、またレジスタ1と



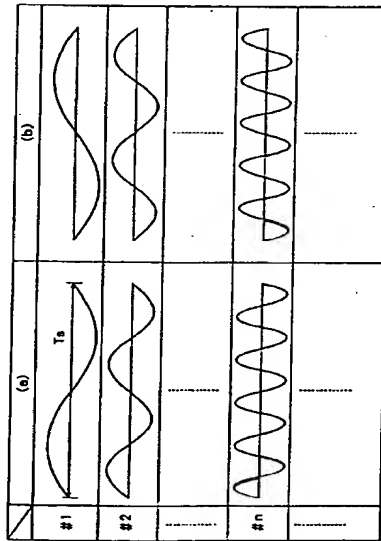
す図である。

【符号の説明】

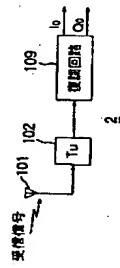
3...直交周波数多重変調装置、301、302...  
シリアル/パラレル変換回路、303...IDFT  
回路、304、305...バッチメモリ、308、3  
09...D/A変換回路、310、311...ロー  
パスフィルタ、312、313...乗算回路、314  
...搬送波発生回路、315...90°移相  
器、316...加算回路、317...バンドパス  
フィルタ、318...RFコンバータ、319...送  
信アンテナ、102...チューナ、109...  
...復調回路、111、112...乗算回路、11  
3、114...90°移相回路、115、116...  
ローパスフィルタ、117、118...アナログ  
/デジタル変換回路、119、120...シリアル  
/パラレル変換回路、121...離散フーリエ変換  
回路、122、123...パラレル/シリアル変換回  
路、124、125...バッファメモリ、126...

搬送波発生回路、127...クロック発生回  
路、128...時間遅延発生回路、1271、12  
72...2乗回路、1273、1274...加算回  
路、1275、1276...レジスタ、1277...  
減算回路、1278...T型フリップフロップ、1  
279、1280...比較回路、1281...AND  
回路、1282...基準電圧発生回路、1283、  
1284...マルチプレクサ、1285...デコー  
ダ、1286...カウンタ、15...直交周波数多  
重変調装置、171...離散フーリエ変換回路、1  
72、173...パラレル/シリアル変換回路、17  
4...時間遅延発生回路、1741、1742...  
2乗回路、1743、1744...加算回路、17  
45、1746...レジスタ、1747...減算回  
路、1748...マイクロプロセッサ、1749、1  
753...カウンタ、1750、1753...デコ  
ーダ、1751、1752...マルチプレクサ、17  
5...クロック/搬送波発生回路、176...  
クロック発生回路

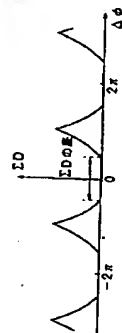
【図1】



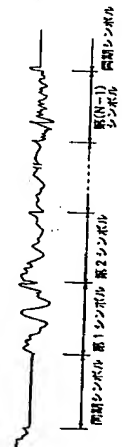
【図3】



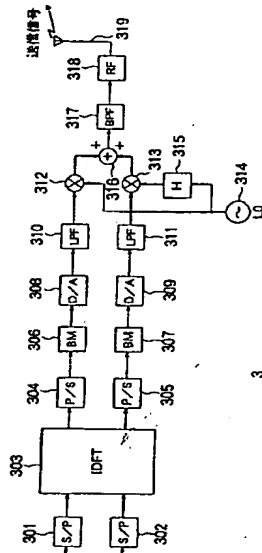
【図8】



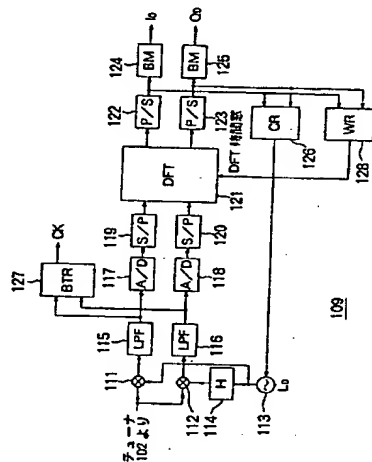
【図13】



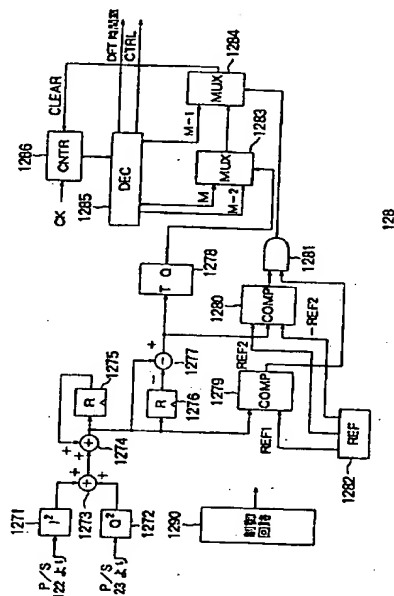
【図2】



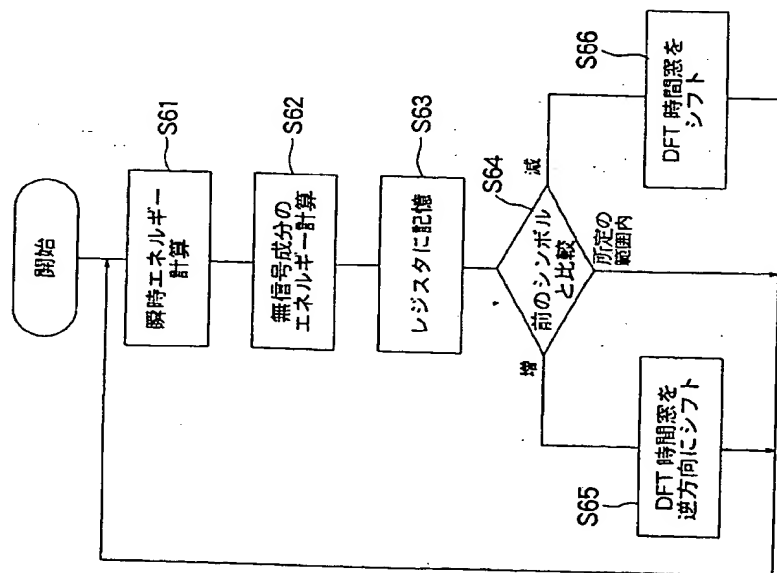
【図4】



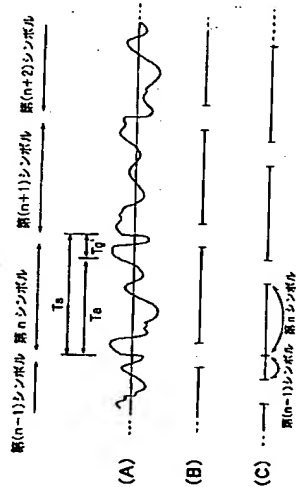
【図5】



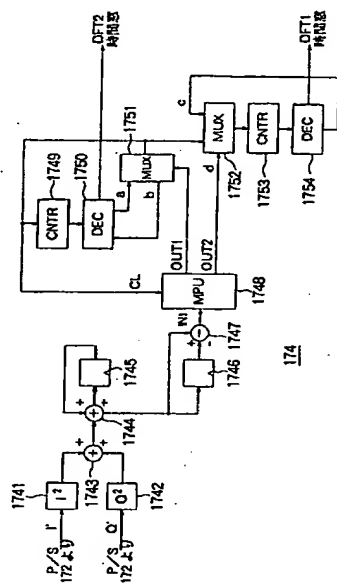
【图6】



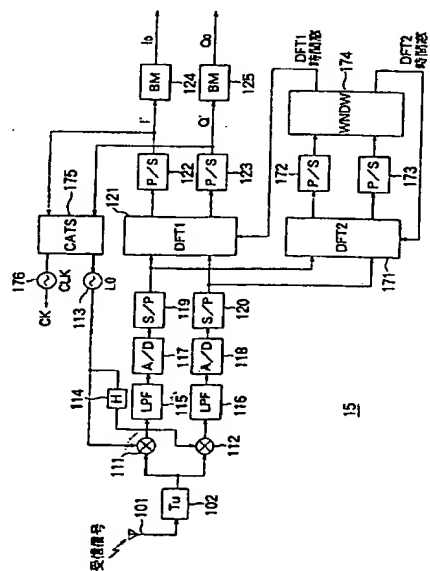
【2 図】



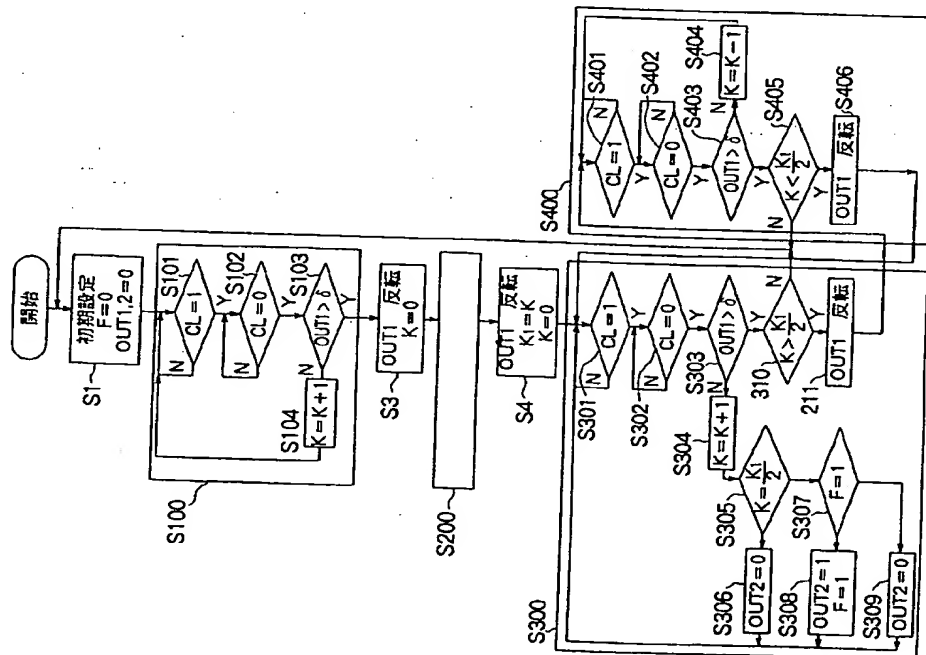
【110】



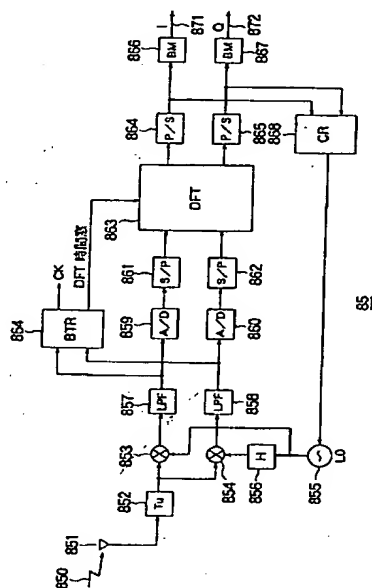
【6 図】



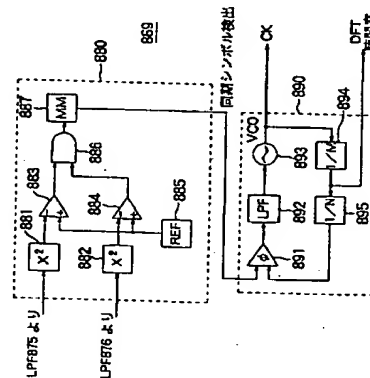
【一一四】



【図 12】



【例 14】



【丁統補正告】

【提出日】平成6年1月12日

【系統修正1】

【補正対象書題名】 明細書

【補正対象項目名】図面の簡単な説明

### 【纠正方法】 変更

【補正内容】

【図面の簡単な説明】

【図1】直交調波数多重方式の各搬送帯域による情報伝

を説明する図である。

【図2】本発明の直交周波数多重変調装置の構成を示す

である。

図31 第2の実施例における本装置の直交変換部と重畳

復調装置の構成を示す図である。

【図4】図3に示した復調回路の構成を示す図である。

【図5】図4に示したDFT時間空間周波数の構成を示

す図である。

【図6】上述したDFE時間同期回路の原理を示す。

「1-ジャートである」

【図7】受信機側のフレーム構成の一例を示す図である。

て、(A)は受託者の法律形態、(B)はDEFIT

「逆を言っているようにも思ふ。『天下の事』……『天下の事』は……」

(C) はDEFのシンボルにキナガズ

場合を示す。

【例8】漢字で表される数字は、その数字の漢字の読みと一致する。

